



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2020년08월28일
(11) 등록번호 10-2149611
(24) 등록일자 2020년08월24일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
HO4L 25/02 (2006.01) HO4L 27/26 (2006.01)
(52) CPC특허분류
HO4L 25/0256 (2013.01)
HO4L 25/0224 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2019-0104690
(22) 출원일자 2019년08월26일
심사청구일자 2019년08월26일
(56) 선행기술조사문헌
JP2012010384 A*
KR100944754 B1*
KR1020110008222 A*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
한국교통대학교산학협력단
충청북도 충주시 대소원면 대학로 50
(72) 발명자
고균병
경기도 화성시 동탄반석로 41, 612동 1202호 (반송동, 나루마을신도브래뉴아파트)
정의석
충청북도 충주시 서원구 대림로 459, 404동 105호 (죽림동, 청주가경4주공아파트)
(74) 대리인
김종선, 이형석

전체 청구항 수 : 총 5 항

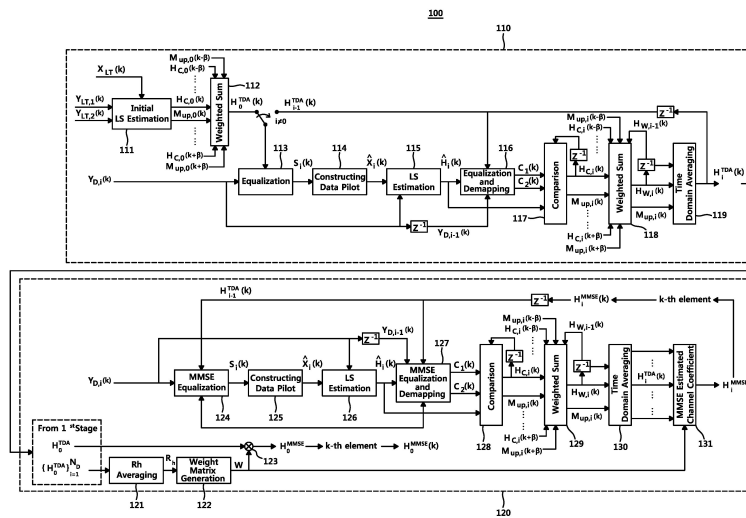
심사관 : 황철규

(54) 발명의 명칭 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치

(57) 요약

본 발명은 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치에 관한 것이다. 본 발명은 MMSE 방법을 이용한 채널 추정 방안에서, 멀티 스테이지(Multi-stage) 형태를 구현하여 역행렬 연산이 1회만 수행되게 함으로써, MMSE 채널추정 방안의 역행렬 연산의 복잡성을 감소하면서도 기존의 채널추정방식 대비 모든 SNR에서 유사한 성능을 제공한다.

대표도 - 도4



(52) CPC특허분류

H04L 25/0242 (2013.01)

H04L 27/2695 (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 1711050198

부처명 과학기술정보통신부

연구관리전문기관 한국연구재단

연구사업명 중견연구(총연구비1.5억초과~3억이하)

연구과제명 IEEE 802.11p/WAVE-advanced 시스템의 저복잡도 채널 추정기법 및 비직교 다중접속 기법을
이용한 ISM 밴드 운용 가능성 연구

기여율 1/1

주관기관 한국교통대학교

연구기간 2017.03.01 ~ 2020.02.28

공지예외적용 : 있음

명세서

청구범위

청구항 1

시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA(k)}$ 을 출력하는 WSUM TDA 모듈; 및

상기 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA(k)}$ 을 갖는 열 벡터 \mathbf{H}_i^{TDA} 를 입력으로 받고, i번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터 값 \mathbf{H}_i^{MMSE} 을 출력하는 MMSE 모듈을 포함하며,

상기 MMSE 모듈은, MMSE 가중치를 구하는 과정에서 역행렬 연산을 1회 수행하고,

상기 WSUM TDA 모듈은,

초기 채널 추정값을 구하는 초기 LS 추정부;

WSUM 기법을 이용하여 상기 초기 채널 추정값에 대한 업데이트 매트릭스값 을 구하는 제1 가중합부;

i번째 OFDM 심벌의 k번째 부반송파 데이터 심벌에 대한 수신신호를 이전 시간에 추정된 (i-1)번째 채널 추정값 를 사용하여 등화하고 데이터 심벌을 출력하는 등화부;

상기 데이터 심벌을 사용하여 데이터 파일럿을 구하는 데이터 파일럿 생성부;

상기 데이터 파일럿과 수신신호를 이용하여 LS 방법으로 순시 채널 추정값 을 구하는 LS 추정부;

상기 순시 채널 추정값과 이전 시간의 수신신호를 입력으로 하여 데이터 심벌과 데이터파일럿을 구하는 등화부/ 디매핑부;

상기 데이터파일럿을 이용하여 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 결정하는 비교부;

상기 순시 채널 추정값에 대하여 WSUM 기법을 적용하여 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값을 구하는 제2 가중합부;

상기 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값과 (i-1)번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 에 대하여 시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값을 제공하는 TDA부를 포함하여 구성되며,

$i \leq N_D$ 에 대하여 $i = i + 1$ 을 수행하여 상기 등화부 내지 상기 TDA부의 동작이 반복되는 것을 특징으로 하는 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치.

여기서, i는 데이터 필드의 OFDM 심벌의 인덱스 $i = 1, 2, \dots, N_0$ 를 의미한다. 그리고 N_0 는 IEEE 802.11p의 프레임 내의 OFDM 데이터 심벌 수를 나타냄

청구항 2

시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 얻어진 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA(k)}$ 을 디코딩하여 디코드 데이터 비트 I_D 를 출력하는 WSUM TDA 모듈; 및

상기 디코드 데이터 비트 I_D 및 상기 WSUM TDA 모듈에서 계산된 채널 추정 벡터값 \mathbf{H}_0^{TDA} 을 이용하여 i번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값 \mathbf{H}_i^{MMSE} 을 계산하는 MMSE 모듈을 포함하여 구성되며,

상기 WSUM TDA 모듈은,

초기 채널 추정값을 구하는 초기 LS 추정부;

WSUM 기법을 이용하여 상기 초기 채널 추정값에 대한 업데이트 매트릭스값 을 구하는 제1 가중합부;

i번째 OFDM 심벌의 k번째 부반송과 데이터 심벌에 대한 수신신호를 이전 시간에 추정된 (i-1)번째 채널 추정값을 사용하여 등화하고 데이터 심벌을 출력하는 등화부;

상기 데이터 심벌을 사용하여 데이터 파일럿을 구하는 데이터 파일럿 생성부;

상기 데이터 파일럿과 수신신호를 이용하여 LS 방법으로 순시 채널 추정값을 구하는 LS 추정부;

상기 순시 채널 추정값과 이전 시간의 수신신호를 입력으로 하여 데이터 심벌과 데이터파일럿을 구하는 등화부/디매핑부;

상기 데이터파일럿을 이용하여 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 결정하는 비교부;

상기 순시 채널 추정값에 대하여 WSUM 기법을 적용하여 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값을 구하는 제2 가중합부;

상기 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값과 (i-1)번째 OFDM 심벌의 채널 추정값에 대하여 시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값을 제공하는 TDA부를 포함하여 구성되며,

$i \leq N_D$ 에 대하여 $i = i + 1$ 을 수행하여 상기 등화부 내지 상기 TDA부의 동작이 반복되는 것을 특징으로 하는 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치.

여기서, i는 데이터 필드의 OFDM 심벌의 인덱스 $i = 1, 2, \dots, N_0$ 를 의미한다. 그리고 N_0 는 IEEE 802.11p의 프레임 내의 OFDM 데이터 심벌 수를 나타냄

청구항 3

제1항 또는 제2항에 있어서,

상기 MMSE 모듈은 자기 공분산 행렬 R_n 을 입력받고, 하기 수학식을 이용한 역행렬 연산을 수행하여 MMSE 가중치 매트릭스 W를 계산하는 것을 특징으로 하는 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치.

$$W = R_n (R_n + \sigma^2 I)^{-1}$$

여기서, 상기 σ^2 는 복소 부가 백색잡음(complex AWGN)의 분산, I는 단위행렬을 나타냄.

청구항 4

삭제

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 MMSE 모듈은,

열 벡터를 이용하여 자기 공분산 행렬을 구하는 자기 공분산 행렬부;

상기 자기 공분산 행렬을 입력받고, MMSE 가중치 매트릭스를 역행렬 연산을 통해 구하는 매트릭스 생성부;

초기 채널 추정값의 벡터값과 MMSE 가중치 매트릭스를 사용하여 초기 MMSE 채널 추정 벡터값을 출력하는 가산부;

LS 기법으로 구해진 순시 채널 추정값과 상기 초기 MMSE 채널 추정 벡터값을 입력받아 데이터파일럿 신호를 출력하는 MMSE 등화부/디매핑부;

상기 데이터파일럿 신호를 입력받고 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 결정하여 출력하는 비교부;

상기 순시 채널 추정값에 대하여 WSUM 기법을 적용하여 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값을 구하는 가중합부;

상기 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값과 (i-1)번째 OFDM 심벌의 채널 추정값에 대하여 시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값을 제공하는 TDA부; 및

채널 추정 벡터값과 MMSE 가중치를 사용하여 i 번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값을 구하는 MMSE 채널 추정 벡터값 계산부를 포함하여 구성되는 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치.

청구항 6

제2항에 있어서,

상기 MMSE 모듈은,

상기 디코드 데이터 비트의 디코딩된 정보열을 이용하여 데이터 파일럿을 계산하는 데이터 파일럿 생성부 및 상기 데이터 파일럿을 이용하여 순시 채널 추정값을 계산하는 LS 추정부;

상기 순시 채널 추정값을 이용하여 자기 공분산 행렬을 구하는 자기 공분산 행렬부;

상기 자기 공분산 행렬을 이용하여 MMSE 가중치 매트릭스를 구하는 매트릭스 생성부;

채널 추정 벡터값과 상기 MMSE 가중치 매트릭스를 가산하여 초기 MMSE 채널 추정 벡터값을 출력하는 가산부;

상기 순시 채널 추정값과, 상기 초기 MMSE 채널 추정 벡터값을 입력받고, 데이터파일럿 신호를 출력하는 MMSE 등화부 및 디맵핑부;

상기 데이터 파일럿 신호를 이용하여 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 결정 출력하는 비교부;

상기 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 이용하여 i 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값을 계산하는 가중합부;

상기 채널 추정값과 $(i-1)$ 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값에 대해 시간 영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값을 계산하는 TDA부; 및

상기 채널 추정 벡터값과 MMSE 가중치를 사용하여 i 번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값을 구하는 MMSE 채널 추정 벡터값 계산부를 포함하여 구성되는 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 OFDM 시스템에서의 MMSE 채널추정장치에 관한 것으로, 특히 MMSE 방식을 통한 채널 추정시 연산량(복잡도)을 감소할 수 있도록 하는 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 최근 차량 및 정보통신의 발전으로 차세대 지능형 교통 시스템에 관한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 그 중 완전 자율주행자동차를 상용화하는 것에 대한 관심이 높아지고 있다.

[0003] 특히 주변 교통상황과 사고 위험 정보를 실시간으로 제공하는 C-ITS(Cooperative Intelligent Transport System) 기술분야에 대한 관심이 높다. C-ITS는 차량 간 네트워크를 구성하여 운전자의 안정성을 향상시킬 수 있는 차량 사물통신(V2X : Vehicle to Everything)이고, 차량과 도로 (V2I : Vehicle to Infra), 차량과 차량 (V2V : Vehicle to Vehicle) 통신으로 분류할 수 있다.

[0004] 이러한 V2X는 특히 시속 100km/h 이상의 고속도로 환경에서 차량 간 전송되는 데이터가 신뢰성과 함께 안정되게 통신이 이루어져야 할 것이다. 이에 WAVE(Wireless Access for Vehicle Environment) 통신의 물리계층 및 매체 접근제어 계층을 정의한 IEEE 802.11p가 표준화되었다. 즉 WAVE 통신을 기반으로 운전자가 원하는 정보를 고속으로 송수신하기 위해서는 고정밀의 채널 추정이 반드시 수행되어야 하는 것이고, IEEE 802.11p의 물리계층에서 제안하는 채널추정방법이 이용되고 있다.

[0005] 기존에도 이러한 채널 추정을 위한 다양한 방안들이 제안된 바 있다. 그 중에서도 OFDM을 비롯한 다중반송파 시스템에 적용될 수 있는 방법 중 MMSE(Minimum Mean Square Error) 채널 추정기법이 있다.

[0006] 그러나 종래 MMSE 채널 추정기법은 수신된 데이터 OFDM 심벌당 각각 한 번의 역행렬 과정을 수행하고 MMSE 가중치를 업데이트 해야 하기 때문에, 역행렬 연산량의 복잡도가 증가하는 문제가 있었다.

[0007] 다른 방법으로 STA(Spectral Temporal Averaging)를 이용한 채널 추정방법은 낮은 SNR(Signal to noise ratio)에서 가장 좋은 성능을 나타내는 반면 높은 SNR에서는 만족할만한 성능을 기대할 수 없다. 반대로 WSUM(Weighted Sum using Update Matrix) 채널 추정방법은 높은 SNR에서 가장 좋은 성능을 나타내지만 낮은 SNR에서는 상기 STA 채널추정방법보다 성능이 좋지 못하다.

[0008] 또한 CDP(Constructed Data Pilots) 방법이 있지만, 채널환경이나 변조지수, SNR에 따라 각각 다른 성능을 나타내는 문제가 있다. 이러한 문제는 상기 MMSE(Minimum Mean Square Error) 채널 추정방법도 마찬가지로 할 것이다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0009] 따라서 본 발명의 목적은 상기한 문제점을 해결하기 위한 것으로, MMSE 채널추정 방안의 역행렬 연산의 복잡성을 감소하면서도 기존의 채널추정방식 대비 모든 SNR에서 유사한 성능을 제공할 수 있는 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치를 제공하는 것이다.

[0010] 즉 본 발명은 MMSE 방법을 이용한 채널 추정 방안에서, 멀티 스테이지(Multi-stage) 형태를 구현하여 역행렬 연산의 수행횟수를 1회로 줄일 수 있도록 하는 것이다.

과제의 해결 수단

[0011] 이와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명은, 시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA}(k)$ 을 출력하는 WSUM TDA 모듈; 및 상기 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA}(k)$ 을 갖는 열 벡터 H_i^{TDA} 를 입력으로 받고, i번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터 값 H_i^{MMSE} 을 출력하는 MMSE 모듈을 포함하며, 상기 MMSE 모듈은 MMSE 가중치를 구하는 과정에서 역행렬 연산을 1회 수행하는 것을 특징으로 하는 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치를 제공한다.

[0012] 상기 WSUM TDA 모듈은, LS 채널 추정기법으로 초기 채널 추정값 $H_{C0}(k)$ 을 구하는 초기 LS 추정부; WSUM 기법을 이용하여 상기 초기 채널 추정값 $H_{C0}(k)$ 에 대한 업데이트 매트릭스값 $M_{u,p,0}(k)$ 을 구하는 제1 가중합부; i번째 OFDM 심벌의 k번째 부반송파 데이터 심벌에 대한 수신신호 $Y_{D,i}(k)$ 를 이전 시간에 추정된 (i-1)번째 채널 추정값 $H_{i-1}^{TDA}(k)$ 를 사용하여 등화하고 데이터 심벌 $S_i(k)$ 을 출력하는 등화부; 상기 데이터 심벌 $S_i(k)$ 을 사용하여 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 을 구하는 데이터 파일럿 생성부; 상기 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 와 수신신호 $Y_{D,i}(k)$ 을 이용하여 LS 방법으로 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 을 구하는 LS 추정부; 상기 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 과 이전 시간의 수신신호 $Y_{D,i-1}(k)$ 를 입력으로 하여 데이터 심벌 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 과 데이터파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 구하는 등화부/디매핑부; 상기 데이터파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 을 이용하여 순시 채널 추정값 $H_{C,i}(k)$ 과 업데이트 매트릭스 값 $M_{u,p,i}(k)$ 을 결정하는 비교부; 상기 순시 채널 추정값 $H_{C,i}(k)$ 에 대하여 WSUM 기법을 적용하여 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{w,i}(k)$ 을 구하는 제2 가중합부; 상기 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{w,i}(k)$ 과 (i-1)번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{w,i-1}(k)$ 에 대하여 시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA}(k)$ 을 제공하는 TDA부를 포함하며, $i \leq N_D$ 에 대하여 $i = i + 1$ 을 수행하여 상기 데이터 심벌 $S_i(k)$ 을 구하는 등화부부

터 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA(k)}$ 을 구하는 TDA부까지의 동작을 반복하여 채널 추정값을 구하게 된다.

[0013] 여기서 상기 제1 가중합부에 의해 구해진 초기 채널 추정값 $H_{G,0}(k)$ 및 업데이트 매트릭스값 $M_{u_p,0}(k)$ 을 이용하여 초기 채널 추정값 $H_{w,0}(k)$ 을 하기 식으로 구하고,

[0014] 상기 $H_{w,0}(k)$ 는 $H_0^{TDA}(k)$ 이고, $k \in (S_d \cup S_p)$ 로 할당된다.

$$H_{w,0}(k) = \frac{\sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} H_{G,0}(k) M_{u_p,0}(k+\lambda) \omega_{\lambda}}{\sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} M_{u_p,0}(k+\lambda) \omega_{\lambda}}, \quad k \in (S_d \cup S_p)$$

[0015]

[0016] 상기 식에서 S_d 는 주파수 축의 데이터 부반송파 인덱스를 원소로 하는 집합이고, S_p 는 주파수 축의 파일럿 부반송파 인덱스를 원소로 하는 집합을 말한다.

[0017] 상기 MMSE 모듈은, 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA(k)}$ 을 갖는 열 벡터 H_i^{TDA} 을 이용하여 자기 공분산 행렬 R_k 을 구하는 자기 공분산 행렬부; 상기 자기 공분산 행렬 R_k 을 입력받고, MMSE 가중치 매트릭스 W 를 역행렬 연산을 통해 구하는 매트릭스 생성부; 상기 초기 채널 추정값의 벡터값 H_0^{TDA} 과 MMSE 가중치 매트릭스 W 를 사용하여 초기 MMSE 채널 추정 벡터값 H_0^{MMSE} 을 출력하는 가산부; i 번째 OFDM 심벌의 k 번째 부반송파 데이터 심벌에 대한 수신 신호 $Y_{D,i}(k)$ 를 MMSE 데이터 심벌 $S_i(k)$ 을 계산하는 등화부; 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 을 계산하는 데이터 파일럿 생성부; LS 기법으로 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 을 구하는 LS 추정부; 상기 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 과 이전 시간의 수신 신호 $Y_{D,i-1}(k)$ 를 입력으로 하여 데이터 심벌 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 과 데이터파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 구하는 등화부/ 디매핑부; 상기 데이터파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 을 이용하여 순시 채널 추정값 $H_{G,i}(k)$ 과 업데이트 매트릭스 값 $M_{u_p,i}(k)$ 을 결정하는 비교부; 상기 순시 채널 추정값 $H_{G,i}(k)$ 에 대하여 WSUM 기법을 적용하여 i 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{w,i}(k)$ 을 구하는 가중합부; 상기 i 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{w,i}(k)$ 과 $(i-1)$ 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{w,i-1}(k)$ 에 대하여 시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA(k)}$ 을 제공하는 TDA부; 채널 추정 벡터값 H_i^{TDA} 과 MMSE 가중치 W 를 사용하여 i 번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값 H_i^{MMSE} 를 구하는 MMSE 추정 채널 계수부를 포함하며, $i \leq N_D$ 에 대하여 $i=i+1$ 을 수행하여 상기 데이터 심벌 $S_i(k)$ 을 구하는 등화부부터 MMSE 채널 추정 벡터값 H_i^{MMSE} 를 구하는 MMSE 채널 추정 벡터값 계산부까지의 동작을 반복하여 채널 추정값을 구한다.

[0018] 본 발명의 다른 특징에 따르면, 시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 얻어진 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA(k)}$ 을 디코딩하여 디코드 데이터 비트 I_D 를 출력하는 WSUM TDA 모듈; 및 상기 디코드 데이터 비트 I_D 및 상기 WSUM TDA 모듈에서 계산된 채널 추정 벡터값 H_0^{TDA} 을 이용하여 i 번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값 H_i^{MMSE} 을 계산하는 MMSE 모듈을 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치를 제공한다.

[0019] 여기서, 상기 MMSE 모듈은, 상기 디코드 데이터 비트 I_D 의 디코딩된 정보열을 이용하여 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 을 계산하는 데이터 파일럿 생성부 및 상기 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 을 이용하여 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 을 계산하는 LS 추정부; 상기 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 을 이용하여 자기 공분산 행렬 R_h 을 구하는 자기 공분산 행렬부;

[0020] 상기 자기 공분산 행렬 R_h 을 이용하여 MMSE 가중치 매트릭스 W 를 구하는 매트릭스 생성부; 채널 추정 벡터값 H_0^{TDA} 과 상기 MSE 가중치 매트릭스 W 를 가산하여 초기 MMSE 채널 추정 벡터값 H_0^{MMSE} 을 출력하는 가산부; 상기 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 과, 상기 초기 MMSE 채널 추정 벡터값 H_0^{MMSE} 을 입력받고, 데이터 심벌 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 를 구한 다음 디매핑 연산과정을 수행하여 데이터파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 출력하는 MMSE 등화부 및 디매핑부; 상기 데이터 파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 이용하여 순시 채널 추정값 $H_{G,i}(k)$ 과 업데이트 매트릭스 값 $M_{u,p,i}(k)$ 을 결정하는 비교부; 상기 순시 채널 추정값 $H_{G,i}(k)$ 과 업데이트 매트릭스 값 $M_{u,p,i}(k)$ 을 이용하여 i 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{w,i}(k)$ 을 계산하는 가중합부; 상기 채널 추정값 $H_{w,i}(k)$ 와 $(i-1)$ 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{w,i-1}(k)$ 에 대해 시간 영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA}(k)$ 을 계산하는 TDA부; 상기 채널 추정 벡터값 H_i^{TDA} 과 MMSE 가중치 W 를 사용하여 i 번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값 H_i^{MMSE} 를 구하는 MMSE 추정 채널 계수부를 포함하고, N_0 동안 데이터 심벌 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 을 구하는 과정부터 상기 MMSE 채널 추정 벡터값 H_i^{MMSE} 를 구하는 과정을 반복하여 동작한다.

[0021] 그리고 상기 MMSE 모듈은 자기 공분산 행렬 R_h 을 입력받고, 하기 수확식을 이용한 역행렬 연산을 수행하여 MMSE 가중치 매트릭스 W 를 계산한다.

[0022]
$$W = R_h (R_h + \sigma^2 I)^{-1}$$
 여기서, 상기 σ^2 는 복소 부가 백색잡음(complex AWGN)의 분산, I 는 단위행렬을 나타낸다.

발명의 효과

[0023] 이상과 같은 본 발명의 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치에 따르면, 시간과 주파수 영역 채널 추정 방법을 제안함으로써 IEEE 802.11p 표준의 프레임 구조를 변화시키지 않으면서 WAVE 장치의 성능을 개선시킬 수 있는 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있다.

[0024] 그리고 OFDM 기반의 시스템에 적용 가능한 채널 추정 기법으로 IEEE 802.11p와 같이 채널 추정을 위한 파일럿 심벌의 개수가 적은 경우에 유용하게 적용할 수 있다.

[0025] 특히 본 발명은 멀티 스테이지 형태를 적용하여 MMSE 가중치를 계산하고 있어 한 번의 역행렬 연산만으로 채널 추정이 가능함으로써, 종래 OFDM 심벌당 각각 역행렬 과정을 수행함으로써 연산량이 복잡해지는 문제를 해결할 수 있는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

[0026] 도 1은 IEEE 802.11p WAVE 패킷 구조

도 2는 IEEE 802.11p WAVE 주파수, 시간 영역에서의 패킷 구조

도 3은 IEEE 802.11p WAVE 통신 송수신기 구성도

도 4는 본 발명의 제1 실시 예에 따른 멀티 스테이지 기반의 MMSE 채널추정장치 구성도

도 5는 본 발명의 제2 실시 예에 따른 멀티 스테이지 기반의 MMSE 채널추정장치 구성도

도 6 내지 도 15은 Cohda channel에서 기존 채널추정장치와 본 발명의 채널추정장치의 성능을 비교한 그래프

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0027] 이하, 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 설명한다. 본 발명에 따른 동작 및 작용을 이해하는 데 필요한 부분을 중심으로 상세히 설명한다. 본 발명의 실시 예를 설명하면서, 본 발명이 속하는 기술 분야에 익히 알려졌고 본 발명과 직접적으로 관련이 없는 기술 내용에 대해서는 설명을 생략한다. 이는 불필요한 설명을 생략함으로써 본 발명의 요지를 흐리지 않고 더욱 명확히 전달하기 위함이다.
- [0028] 또한, 본 발명의 구성 요소를 설명하는 데 있어서, 동일한 명칭의 구성 요소에 대하여 도면에 따라 다른 참조부호를 부여할 수도 있으며, 서로 다른 도면임에도 동일한 참조부호를 부여할 수도 있다. 그러나 이와 같은 경우라 하더라도 해당 구성 요소가 실시 예에 따라 서로 다른 기능을 갖는다는 것을 의미하거나, 서로 다른 실시 예에서 동일한 기능을 갖는다는 것을 의미하는 것은 아니며, 각각의 구성 요소의 기능은 해당 실시 예에서의 각각의 구성 요소의 설명에 기초하여 판단하여야 할 것이다.
- [0029] 도 1은 IEEE 802.11p WAVE 패킷 구조, 도 2는 IEEE 802.11p WAVE 주파수, 시간 영역에서의 패킷 구조, 도 3은 IEEE 802.11p WAVE 통신 송수신기 구성도이다. 이러한 패킷 구조 및 송수신기는 주지 관용의 기술로서, 본 명세서에는 상세한 설명은 생략하기로 할 것이다. 다만, 본 발명은 이러한 IEEE 802.11p 표준의 프레임 구조를 변화시키지 않으면서도 기존의 채널추정방법 대비 정확한 채널 추정이 가능한 채널추정장치를 제공하는 것에 기술적 특징이 있는 것이고, 특히 MMSE 채널 추정방법의 역행렬 연산의 복잡성을 감소시킬 수 있는 개선된 방식의 MMSE 채널추정장치를 제안하는 것이다.
- [0030] 이하에서 도면에 도시한 실시 예에 기초하면서 이와 같은 본 발명에 대하여 더욱 상세하게 설명하기로 한다.
- [0031] 도 4는 MMSE 채널추정장치(100)의 제1 실시 예 구성도이다. 이를 보면 채널 추정을 위하여 WSUM TDA 모듈(110)과 MMSE 모듈(120)이 멀티 스테이지(multi stage) 형태로 구성된다. 즉 WSUM TDA 모듈(110)이 1단계, MMSE 모듈(120)이 2단계이고, 1단계의 출력 값이 2단계로 제공되어 MMSE 채널 추정값을 구하게 된다.
- [0032] 첫 번째로 WSUM TDA 모듈(110)의 구성을 살펴본다. 여기에는 LS 채널 추정기법으로 초기 채널 추정값을 구하는 초기 LS 추정부(Initial LS Estimation)(111) 및 초기 채널 추정값에 대하여 WSUM 기법을 적용하는 제1 가중합부(Weighted Sum)(112)가 구비된다.
- [0033] 그리고 첫 번째 OFDM 심벌일 경우에 데이터 심벌 $S_i(k)$ 을 구하는 등화부(Equalization)(113), 상기 데이터 심벌 $S_i(k)$ 을 이용하여 데이터 파일럿을 구하는 데이터 파일럿 생성부(Constructing Data Pilot)(114), LS 기법으로 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 을 구하는 LS 추정부(LS Estimation)(115), 상기 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 이 구해지면 데이터 심벌 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 과 데이터파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 디매핑하는 등화부/디매핑부(Equalization and Demapping)(116)가 구비된다.
- [0034] 또 i번째 수신 OFDM 심벌의 순시 채널 추정 값 $H_{G_i}(k)$ 과 업데이트 매트릭스 값 $M_{uP,i}(k)$ 을 결정하는 비교부(Comparison)(117), 상기 순시 채널 추정 값과 업데이트 매트릭스 값을 이용하여 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정 값 $H_{W_i}(k)$ 을 구하는 제2 가중합부(Weighted Sum)(118), 시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정 값 $H_i^{TDA}(k)$ 을 출력하는 TDA(Time Domain Averaging)(119)를 포함하여 구성된다.
- [0035] 두 번째로 WSUM TDA 모듈(110)과 연동하여 동작하는 MMSE 모듈(120) 구성이다. MMSE 모듈(120)에는 상기 WSUM TDA 모듈(110)에서 계산된 최종 채널 추정값을 갖는 열 벡터 H_i^{TDA} 값을 이용하여 자기 공분산 행렬을 수행하는

자기 공분산 행렬부(Rh Averaging)(121), 자기 공분산 행렬값을 이용하여 MMSE 가중치 매트릭스 W를 구하는 매트릭스 생성부(Weight Matrix Generation)(122), 상기 MMSE 가중치 매트릭스 W와 채널 추정 벡터값 H_0^{TDA} 을 가산하여 초기 MMSE 채널 추정 벡터값 H_0^{MMSE} 을 출력하는 가산부(123)가 구비된다.

[0036] 그리고 MMSE 등화부(MMSE Equalization)(124), 데이터 파일럿 생성부(Constructing Data Pilot)(125), LS 추정부(LS Estimation)(126), MMSE 등화부/디매핑부(MMSE Equalization and Demapping)(127)도 구비된다. 상기 MMSE 등화부/디매핑부(127)는 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 과 상기 H_0^{MMSE} 을 이용하여 데이터 파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 출력하는 기능을 한다.

[0037] 또 상기 MMSE 등화부/디매핑부(127)의 출력단에는 i번째 수신 OFDM 심벌의 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 결정하는 비교부(Comparison)(128), i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값을 구하는 가중합부(Weighted Sum)(129), 시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값을 출력하는 TDA부(Time Domain Averaging)(130), i번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값을 출력하는 채널 계수부(MMSE Estimated Channel Coefficient)(131)가 순서대로 연결되고 있다.

[0038] 이와 같이 구성된 제1 실시 예의 멀티 스테이지 기반의 MMSE 채널추정장치의 동작을 살펴본다. 먼저, 초기 LS 추정부(111)는 각 패킷의 롱 트레이닝 심벌의 주파수축 수신신호 $Y_1^T(k)$ 및 $Y_2^T(k)$ 와 송수신 간 약속된 롱 트레이닝 심벌 $X_T(k)$ 을 사용하여 LS 초기 채널값 $H_{G0}(k)$ 을 구한다.

수학식 1

[0039]
$$H_{G0}(k) = \frac{Y_{LT,1}(k) + Y_{LT,2}(k)}{2X_{LT}(k)}, k \in (S_d \cup S_p)$$

[0040] 여기서, S_d 는 주파수 축의 데이터 부반송파 인덱스를 원소로 하는 집합이고, S_p 는 주파수 축의 파일럿 부반송파 인덱스를 원소로 하는 집합이다.

[0041] 그리고 IEEE 802.11p의 경우 상기 $S_p = \{-21, -7, 7, 21\}$, $S_d \cup S_p = \{-26, -25, \dots, -1, 1, \dots, 25, 26\}$ 이다.

[0042] 그러면 제1 가중합부(Weighted Sum)(112)는 LS 기법으로 구해진 상기 초기 채널 추정 값 $H_{G0}(k)$ 에 대한 업데이트 매트릭스 $M_{u,p,0}(k)$ 값을 수학식 2과 같이 할당한다.

수학식 2

[0043]
$$M_{u,p,0}(k) = 1, k \in (S_d \cup S_p)$$

[0044] 그리고 0번째 OFDM 심벌의 K번째 부반송파의 WSUM 채널 추정값을 계산한다. WSUM 채널 추정값은 수학식 3에 의한다.

수학식 3

$$H_{W,0}(k) = \frac{\sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} H_{C,0}(k) M_{u_p,0}(k+\lambda)\omega_{\lambda}}{\sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} M_{u_p,0}(k+\lambda)\omega_{\lambda}}, k \in (S_d \cup S_p)$$

[0045]

[0046] 시간영역에서 $i = 0$ 번째는 초기 채널 추정값 $H_{W,0}(k)$ 을 사용한다. 즉 시작하는 부분의 0번째 OFDM 심벌에서는 시간영역에서의 선택적 평균(TDA) 방식을 적용하기 위해 필요한 이전 시간 영역의 채널 추정값이 없기 때문에, 현재 채널 추정값이자 초기 채널 추정값 $H_{W,0}(k)$ 을 사용하는 것이고, 따라서 $H_0^{TDA}(k) = H_{W,0}(k), k \in (S_d \cup S_p)$ 가 된다.

[0047] 그런 다음 $1 \leq i \leq N_D$ 에 대해서는 다음 수학식 4 내지 수학식 14를 반복 수행한다. 여기서 i 는 OFDM 심벌의 시간 인덱스를 나타내며, 1, 2, ..., N_D 의 값을 가진다. 상기 N_D 는 IEEE 802.11p 프레임 내의 OFDM 데이터 심벌 수를 나타낸다.

[0048] 상기 초기 채널 추정값 $H_0^{TDA}(k)$ 가 1인 경우, 등화부(113)는 i 번째 OFDM 심벌의 k 번째 부반송파 데이터 심벌의 수신신호 $Y_{D,i}(k)$ 를 이전 시간에 추정된 $(i-1)$ 번째 채널 추정값 $H_{i-1}^{TDA}(k)$ 를 사용하여 다음 수학식 4와 같이 데이터 심벌 $S_i(k)$ 을 구한다.

수학식 4

$$S_i(k) = \frac{Y_{D,i}(k)}{H_{i-1}^{TDA}(k)}, k \in S_d$$

[0049]

[0050] 여기서 $i = 1$, 즉 첫 번째 OFDM 심벌일 경우에는 초기 채널 추정값은 $H_0^{TDA}(k)$ 을 사용하게 된다.

[0051] 상기 데이터 심벌 $S_i(k)$ 이 구해지면, 데이터 파일러 생성부(114)는 디맵핑 함수 $D(\cdot)$ 을 통해 i 번째 OFDM 심벌의 k 번째 부반송파 데이터 심벌에 대한 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 을 구한다. 상기 $\hat{X}_i(k)$ 는 수학식 5와 같다.

수학식 5

$$\hat{X}_i(k) = \begin{cases} X_i^P(k), & \text{if } k \in S_p \\ D(S_i(k)), & \text{else } (k \in S_d) \end{cases}$$

[0052]

[0053] 수학식 5에서 부반송파의 위치가 파일럿 심벌의 위치일 경우 즉, $k \in S_p$ 이면 송수신 간 약속된 파일럿 심벌 $X_i^P(k)$ 을 할당한다.

[0054] 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 은 LS 추정부(115)로 전달된다. 그러면 LS 추정부(115)는 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 와 수신신호

$Y_{D,i}(k)$ 을 수학적 6을 이용하여 $\hat{H}_i(k)$ 을 구하게 된다.

수학적 6

$$\hat{H}_i(k) = \frac{Y_{D,i}(k)}{\hat{X}_i(k)}, k \in (S_d \cup S_p)$$

[0055]

상기 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 가 구해지면, 등화부/디맵핑부(116)가 데이터 심벌 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 과 데이터파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 구하는 과정을 수행한다.

[0056]

먼저, 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 의 신뢰도 평가를 위해 이전 시간의 수신신호 $Y_{D,i-1}(k)$ 를 현재시간에 대한 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 로 등화하여 현재 채널 추정값에 대한 데이터 심벌 $S_1(k)$ 를 구하며, 또 이전 시간의 수신신호 $Y_{D,i-1}(k)$ 를 이전 시간에 대한 채널 추정값 $H_{i-1}^{TDA}(k)$ 로 등화하여 이전 채널 추정값에 대한 데이터 심벌 $S_2(k)$ 를 구한다. 이러한 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 를 구하는 수학적식은 다음 수학적 7 및 8과 같다.

[0057]

수학적 7

$$S_1(k) = \frac{Y_{D,i-1}(k)}{\hat{H}_i(k)}, k \in S_d$$

[0058]

수학적 8

$$S_2(k) = \frac{Y_{D,i-1}(k)}{H_{i-1}^{TDA}(k)}, k \in S_d$$

[0059]

그럼 다음 상기 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 를 디맵핑 함수 $D(\cdot)$ 을 이용한 연산과정을 통해 데이터 파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 구한다. 이는 수학적 9 및 10에 나타냈다.

[0060]

수학적 9

$$C_1(k) = \begin{cases} X_i^P & , \text{if } k \in S_p \\ D(S_1(k)) & , \text{else } (k \in S_d) \end{cases}$$

[0061]

수학식 10

$$C_2(k) = \begin{cases} X_i^P & , \text{if } k \in S_p \\ D(S_2(k)) & , \text{else } (k \in S_d) \end{cases}$$

[0062]

이렇게 구해진 데이터 파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 은 비교부(117)로 전달된다. 비교부(117)는 i 번째 수신 OFDM 심벌의 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 결정하게 되는데, 이는 시간 영역에서 인접한 두 개의 데이터 심벌이 높은 상관관계를 갖는 특성을 이용하고, 하기 수학식 11 및 12를 이용하여 순시 채널 추정값 $H_{G,i}(k)$ 과 업데이트 매트릭스 값 $M_{u_p,i}(k)$ 을 결정한다.

[0063]

수학식 11

$$H_{G,i}(k) = \begin{cases} \widehat{H}_i(k) & , \text{if } k \in S_p \text{ or } C_1(k) == C_2(k) \\ H_{G,i-1}(k) & , \text{else} \end{cases}$$

[0064]

수학식 12

$$M_{u_p,i}(k) = \begin{cases} 1 & , \text{if } k \in S_p \text{ or } C_1(k) == C_2(k) \\ 0 & , \text{else} \end{cases}$$

[0065]

다음에는 제2 가중합부(118)가 상기 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 이용하여 i 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{W,i}(k)$ 을 구하게 된다. 제2 가중합부는 WSUM 기법을 이용하고, 하기 수학식 13을 이용한다.

[0066]

수학식 13

$$H_{W,i}(k) = \begin{cases} \frac{\sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} H_{G,i}(k) M_{u_p,i}(k+\lambda) \omega_{\lambda}}{\sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} M_{u_p,i}(k+\lambda) \omega_{\lambda}} & , \text{if } \sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} M_{u_p,i}(k+\lambda) \geq N \\ H_{W,i-1}(k) & , \text{else} \end{cases}$$

[0067]

이후, TDA부(119)는 상기 가중합부가 구한 i 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{W,i}(k)$ 와 $(i-1)$ 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{W,i-1}(k)$ 에 대하여 다음 수학식 14와 같이 시간영역에서 선택적 평관을 수행하여 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA}(k)$ 을 출력한다.

[0068]

수학식 14

[0069]

$$H_i^{TDA}(k) = \begin{cases} \frac{H_{W_{i-1}}(k) + H_{W_i}(k)}{2} & , \text{if } M_{U_{P,i}}(k) == 1 \\ H_{W_i}(k) & , \text{else} \end{cases}$$

[0070]

여기서 $k \in (S_p \cup S_d)$ 을 만족하는 $H_i^{TDA}(k)$ 를 원소로 갖는 열벡터 H_i^{TDA} 를 정의할 수 있다. 상기 열벡터 H_i^{TDA} 는 IEEE 802.11p의 경우, $[H_i^{TDA}(-26) H_i^{TDA}(-25) \dots H_i^{TDA}(-1) H_i^{TDA}(1) \dots H_i^{TDA}(25) H_i^{TDA}(26)]^T$ 와 같다.

[0071]

그리고 상술한 바와 같이 N_D OFDM 심벌 동안 상기 수학식 4 내지 14를 반복하여 채널 추정값을 구한다. 이렇게 구해진 채널 추정값은 MMSE 모듈(120)로 제공된다.

[0072]

MMSE 모듈(120)은 먼저 자기 공분산 행렬부(121)가 상기 WSUM TDA 모듈(110)에서 구해진 구한 최종 채널 추정값을 갖는 열벡터 H_i^{TDA} 를 이용하여 자기 공분산 행렬을 수행하고, 그 결과는 다음 수학식 15와 같다.

수학식 15

[0073]

$$R_k = \frac{1}{N_D} \sum_{i=1}^{N_D} H_i^{TDA} (H_i^{TDA})^H$$

[0074]

여기서, 상기 i 는 데이터 필드의 OFDM 심벌의 인덱스 $i = 1, 2, \dots, N_D$ 를 의미한다. 그리고 N_D 는 IEEE 802.11p의 프레임 내의 OFDM 데이터 심벌 수를 나타낸다.

[0075]

매트릭스 생성부(122)는 상기 자기 공분산 행렬값을 이용하여 MMSE 가중치 매트릭스 W 를 구한다. 상기 W 는 수학식 16과 같이 역행렬 연산을 통해 구할 수 있다.

수학식 16

[0076]

$$W = R_k (R_k + \sigma^2 I)^{-1}$$

[0077]

상기 수학식 16에서 σ^2 는 복소 부가 백색잡음(complex AWGN)의 분산이고, I 는 단위행렬을 나타낸다.

[0078]

그러면 가산부(123)는 상기 MMSE 가중치 매트릭스 W 와 채널 추정 벡터값 H_0^{TDA} 을 이용하여 초기 MMSE 채널 추정 벡터값 H_0^{MMSE} 을 수학식 17을 이용하여 구하고, 이를 상기 MMSE 등화부/디매핑부(127)로 제공하게 된다.

수학식 17

[0079]

$$H_0^{MMSE} = W H_0^{TDA}$$

[0080]

그런 다음 상기 WSUM TDA 모듈(110)에서 수행된 수학식 4 내지 수학식 14를 N_D 번 아래와 같이 수행한다.

[0081] 먼저 등화부(124)는 i번째 OFDM 심벌의 k번째 부반송파 데이터 심벌에 대한 수신신호 $Y_{D,i}(k)$ 를 MMSE 채널 추정값 $H_{i-1}^{MMSE}(k)$ 로 등화하여 데이터 심벌 $S_i(k)$ 을 계산한다.

수학식 18

[0082]
$$S_i(k) = \frac{Y_{D,i}(k)}{H_{i-1}^{MMSE}(k)}, k \in S_d$$

[0083] 상기 데이터 심벌 $S_i(k)$ 이 구해지면, 데이터 파일럿 생성부(125)는 디맵핑 함수 $D(\cdot)$ 을 통해 i번째 OFDM 심벌의 k번째 부반송파 데이터 심벌에 대한 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 을 수학식 19와 같이 구한다. 이때 부반송파의 위치가 파일럿 심벌의 위치일 경우, 즉 $k \in S_p$ 이면 송수신 간 약속된 파일럿 심벌인 $X_i^P(k)$ 를 할당하게 된다.

수학식 19

[0084]
$$\hat{X}_i(k) = \begin{cases} X_i^P(k) & , \text{if } k \in S_p \\ D(S_i(k)) & , \text{else } (k \in S_d) \end{cases}$$

[0085] LS 추정부(126)는 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 와 수신신호 $Y_{D,i}(k)$ 을 수학식 20을 이용하여 LS 기법으로 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 을 구한다.

수학식 20

[0086]
$$\hat{H}_i(k) = \frac{Y_{D,i}(k)}{\hat{X}_i(k)}, k \in (S_d \cup S_p)$$

[0087] 그리고 MMSE 등화부/디맵핑부(127)는 상기 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 가 구해지면 등화과정을 수행하여 데이터 심벌 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 를 구하고, 디맵핑 연산과정을 수행하여 데이터파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 구한다.

[0088] 이를 설명하면 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 의 신뢰도 평가를 위해 이전 시간의 수신신호 $Y_{D,i-1}(k)$ 를 현재시간에 대한 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 로 등화하여 현재 채널 추정값에 대한 데이터 심벌 $S_1(k)$ 를 구하고, 또 이전 시간의 수신신호 $Y_{D,i-1}(k)$ 를 이전 시간에 대한 채널 추정값 $H_{i-1}^{MMSE}(k)$ 로 등화하여 이전 채널 추정값에 대한 데이터 심벌 $S_2(k)$ 를 구한다. 이러한 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 를 구하는 수학식은 다음 수학식 21 및 22에 나타냈다.

수학식 21

$$S_1(k) = \frac{Y_{D,i-1}(k)}{\widehat{H}_i(k)}, k \in S_d$$

[0089]

수학식 22

$$S_2(k) = \frac{Y_{D,i-1}(k)}{H_{i-1}^{MMSE}(k)}, k \in S_d$$

[0090]

[0091] 그럼 다음, 상기 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 를 디매핑 함수 $D(\cdot)$ 을 이용한 연산과정을 통해 데이터 파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 구한다. 이는 수학식 23 및 24에 나타냈다.

수학식 23

$$C_1(k) = \begin{cases} X_i^P & , \text{if } k \in S_p \\ D(S_1(k)) & , \text{else } (k \in S_d) \end{cases}$$

[0092]

수학식 24

$$C_2(k) = \begin{cases} X_i^P & , \text{if } k \in S_p \\ D(S_2(k)) & , \text{else } (k \in S_d) \end{cases}$$

[0093]

[0094] 비교부(128)는 i번째 수신 OFDM 심벌의 순시 채널 추정 값과 업데이트 매트릭스 값을 결정한다. 여기서 비교부(128)는 시간 영역에서 인접한 두 개의 데이터 심벌이 높은 상관 관계를 갖는 특성을 이용하고, 수학식 25 및 26과 같이 순시 채널 추정 값과 업데이트 매트릭스 값을 결정한다.

수학식 25

$$H_{G,i}(k) = \begin{cases} \widehat{H}_i(k), & \text{if } k \in S_p \text{ or } C_1(k) == C_2(k) \\ H_{G,i-1}(k), & \text{else} \end{cases}$$

[0095]

수학식 26

$$M_{u_p,i}(k) = \begin{cases} 1, & \text{if } k \in S_p \text{ or } C_1(k) == C_2(k) \\ 0, & \text{else} \end{cases}$$

[0096]

[0097] 그러면 가중합부(129)는, WSUM 기법을 이용하여 수학식 27과 같이 상기 순시 채널 추정 값과 업데이트 매트릭스 값을 이용하여 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정 값 $H_{W,i}(k)$ 을 구한다.

수학식 27

[0098]

$$H_{W,i}(k) = \begin{cases} \frac{\sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} H_{G,i}(k)M_{u_p,i}(k+\lambda)\omega_{\lambda}}{\sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} M_{u_p,i}(k+\lambda)\omega_{\lambda}} & , \text{if } \sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} M_{u_p,i}(k+\lambda) \geq N \\ H_{W,i-1}(k) & , \text{else} \end{cases}$$

[0099]

TDA부(130)는 상기 가중합부(129)가 구한 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{W,i}(k)$ 와 (i-1)번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{W,i-1}(k)$ 에 대하여 다음 수학식 28과 같이 시간영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA}(k)$ 을 출력한다.

[0100]

$$H_i^{TDA}(k) = \begin{cases} \frac{H_{W,i-1}(k) + H_{W,i}(k)}{2} & , \text{if } M_{u_p,i}(k) == 1 \\ H_{W,i}(k) & , \text{else} \end{cases}$$

[0101]

여기서 $k \in (S_p \cup S_d)$ 을 만족하는 $H_i^{TDA}(k)$ 를 원소로 갖는 열벡터 \mathbf{H}_i^{TDA} 를 정의한다.

[0102]

마지막으로 채널 추정 벡터값 \mathbf{H}_i^{TDA} 과 MMSE 가중치 \mathbf{W} 를 사용하여 i번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값 \mathbf{H}_i^{MMSE} 를 수학식 29를 이용하여 구한다.

수학식 29

[0103]

$$\mathbf{H}_i^{MMSE} = \mathbf{W}\mathbf{H}_i^{TDA}$$

[0104]

그리고 N_0 동안 수학식 18 내지 29를 반복한다.

[0105]

이와 같이 제1 실시 예에 따르면 WSUM TDA 모듈(110)과 MMSE 모듈(120) 동작을 통해 채널 추정을 함으로써, 역행렬 연산은 MMSE 가중치를 계산하는 과정에서 한 번만 수행하게 된다. 이는 종래 MMSE 방법을 통한 채널 추정 방법에서 각 OFDM 심벌마다 역행렬 연산을 수행하는 것에 비하여 역행렬 연산을 간단하게 할 수 있는 것이다.

[0106]

도 5는 MMSE 채널추정장치의 제2 실시 예 구성도이다. 여기서 제2 실시 예에 따른 MMSE 채널추정장치의 각각의 구성들은 상술한 제1 실시 예의 MMSE 채널추정장치의 구성들과 유사하며, 그 연결 관계에 차이가 있을 뿐이다. 따라서 각 구성들의 설명은 생략하기로 한다.

[0107]

다만, 구성상의 차이점을 살펴보면 제2 실시 예에서 WSUM TDA 모듈(210)은, 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA}(k)$ 을 디코딩하기 위한 MMSE 등화부(220) 및 비터비 결정부(viterbi decision)(221)가 더 추가된다. 즉 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA}(k)$ 을 이용하여 등화, 복조, 디인터리빙 과정 등을 수행하고 디코드 데이터 비트 I_b 를 출력하는 것이다.

[0108] 그리고 제2 실시 예의 MMSE 모듈(230)은 상기 WSUM TDA 모듈(210)이 제공한 디코드 데이터 비트 I_D 를 이용하여 i번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값 H_i^{MMSE} 을 구하는바, 이를 설명한다.

[0109] 데이터 파일럿 생성부(231)는 $i = 1$ 즉, 첫 번째 수신 OFDM 심벌에 대하여, 수학식 30과 같이 상기 데이터 비트 I_D 를 가지는 디코딩된 정보열로부터 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 을 계산한다.

수학식 30

[0110]
$$\hat{X}_i(k) = \begin{cases} X_i^P(k) & , \text{ if } k \in S_p \\ D(I_{D,i}(k)) & , \text{ else} \end{cases}$$

[0111] 여기서, $I_{D,i}(k)$ 는 i번째 OFDM 심벌의 k번째 부반송파의 변조심벌에 해당하는 정보열을 의미한다.

[0112] 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 은 LS 추정부(232)로 전달된다. 그러면 LS 추정부(232)는 디맵핑 함수 $D(\cdot)$ 로 매핑된 데이터 파일럿 $\hat{X}_i(k)$ 을 이용하여 i번째 수신된 수신신호 $Y_{D,i}(k)$ 를 나누어 i번째 OFDM 심벌의 k번째 부반송파에 대한 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 을 수학식 31을 이용하여 구한다.

수학식 31

[0113]
$$\hat{H}_i(k) = \frac{Y_{D,i}(k)}{\hat{X}_i(k)}, \quad k \in (S_p \cup S_d)$$

[0114] 여기서 LS 추정부(232)는 $i \leq N_D$ 에 대하여 $i = i + 1$ 를 수행하여 상기 수학식 30과 수학식 31의 과정을 반복하고, $1 \leq i \leq N_D$ 에 대한 \hat{H}_i 를 구한다.

[0115] 한편, 자기 공분산 행렬부(233)은 상기 \hat{H}_i 값을 이용하여 자기 공분산 행렬 R_k 를 계산하고[수학식 32], 매트릭스 생성부(234)는 자기 공분산 행렬 R_k 를 이용하여 MMSE 가중치 매트릭스 W를 계산한다[수학식 33]. 상기 MMSE 가중치 매트릭스 W는 역행렬 연산을 통하여 구하게 된다.

수학식 32

[0116]
$$R_k = \frac{1}{N_D} \sum_{i=1}^{N_D} \hat{H}_i (\hat{H}_i)^H$$

수학식 33

[0117]
$$W = R_k (R_k + \sigma^2 I)^{-1}$$

[0118] 상기 수학식 33에서 σ^2 는 복소 부가 백색잡음(complex AWGN)의 분산이고, I 는 단위행렬을 나타낸다.

[0119] 그리고 가산부(235)는 상기 MMSE 가중치 매트릭스 W 와 채널 추정 벡터값 H_0^{TDA} 를 가산하여 초기 MMSE 채널 추정 벡터값 H_0^{MMSE} 을 하기 수학식 34를 통해 계산하고, 계산된 H_0^{MMSE} 은 MMSE 등화부/디매핑부(127)로 제공한다.

수학식 34

[0120]
$$H_0^{MMSE} = WH_0^{TDA}$$

[0121] 다음에는 데이터 심벌 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 를 구하고, 디매핑 연산과정을 수행하여 데이터파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 구하는 과정이 수행된다.

[0122] 이를 위하여 MMSE 등화부/디매핑부(127)는 순시 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 의 신뢰도 테스트를 위해 상기 LS 추정부(232)에서 출력된 $\hat{H}_i(k)$ 와 이전 ($i - 1$) 번째 심벌의 최종 채널 추정값인 $H_{i-1}^{MMSE}(k)$ 을 이용하여 채널 추정값을 이전 수신 데이터 심벌 $Y_{D,i-1}(k)$ 로 등화하여 데이터 심벌 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 를 구한다. 상기 데이터 심벌 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 의 계산식은 수학식 35 및 수학식 36과 같다.

수학식 35

[0123]
$$S_1(k) = \frac{Y_{D,i-1}(k)}{\hat{H}_i(k)}, k \in S_d$$

수학식 36

[0124]
$$S_2(k) = \frac{Y_{D,i-1}(k)}{H_{i-1}^{MMSE}(k)}, k \in S_d$$

[0125] 그런 다음 상기 $S_1(k)$ 및 $S_2(k)$ 를 디매핑 함수 $D(\cdot)$ 을 이용한 연산과정을 통해 데이터 파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 구한다. 이는 수학식 37 및 38에 나타냈다.

수학식 37

[0126]
$$C_1(k) = \begin{cases} X_i^p & , \text{if } k \in S_p \\ D(S_1(k)) & , \text{else} \end{cases}$$

수학식 38

[0127]
$$C_2(k) = \begin{cases} X_i^p & , \text{if } k \in S_p \\ D(S_2(k)) & , \text{else} \end{cases}$$

[0128] 비교부(237)는 데이터 파일럿 $C_1(k)$ 및 $C_2(k)$ 를 전달받는다. 그리고 i번째 수신 OFDM 심벌의 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 결정한다. 즉, 비교부(237)는 시간 영역에서 인접한 두 개의 데이터 심벌이 높은 상관관계를 갖는 특성을 이용하며, 하기 수학식 39 및 40을 이용하여 순시 채널 추정값 $H_{G_i}(k)$ 과 업데이트 매트릭스 값 $M_{u_{p,i}}(k)$ 을 구하게 된다.

수학식 39

[0129]
$$H_{G_i}(k) = \begin{cases} \hat{H}_i(k), & \text{if } k \in S_p \text{ or } C_1(k) == C_2(k) \\ H_{G_{i-1}}(k), & \text{else} \end{cases}$$

수학식 40

[0130]
$$M_{u_{p,i}}(k) = \begin{cases} 1, & \text{if } k \in S_p \text{ or } C_1(k) == C_2(k) \\ 0, & \text{else} \end{cases}$$

[0131] 다음에는 가중합부(238)가 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{W_i}(k)$ 을 구한다. 여기서 $H_{W_i}(k)$ 는 WSUM 기법이 이용되고, 수학식 41로 계산된다.

수학식 41

[0132]
$$H_{W_i}(k) = \begin{cases} \frac{\sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} H_{G_i}(k) M_{u_{p,i}}(k+\lambda) \omega_{\lambda}}{\sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} M_{u_{p,i}}(k+\lambda) \omega_{\lambda}}, & \text{if } \sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} M_{u_{p,i}}(k+\lambda) \geq N \\ H_{W_{i-1}}(k), & \text{,else} \end{cases}$$

[0133] i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{W_i}(k)$ 은 TDA부(239)가 전달받는다. 그리고 TDA부(239)는 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{W_i}(k)$ 와 (i-1)번째 OFDM 심벌의 채널 추정값 $H_{W_{i-1}}(k)$ 에 대하여 다음 수학식 42와 같이 시간 영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값 $H_i^{TDA}(k)$ 을 출력한다.

수학식 42

[0134]
$$H_i^{TDA}(k) = \begin{cases} \frac{H_{W_{i-1}}(k) + H_{W_i}(k)}{2}, & \text{if } M_{u_{p,i}}(k) == 1 \\ H_{W_i}(k), & \text{,else} \end{cases}$$

[0135] 여기서 $k \in (S_p \cup S_d)$ 을 만족하는 $H_i^{TDA}(k)$ 를 원소로 갖는 열벡터 H_i^{TDA} 를 정의할 수 있다.

[0136] 마지막으로 채널 추정 벡터값 H_i^{TDA} 과 MMSE 가중치 W를 사용하여 i번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값

H_i^{MMSE} 를 수학적 식 43을 이용하여 구한다.

수학적 식 43

$$H_i^{MMSE} = WH_i^{TDA}$$

[0137]

[0138]

[0139]

[0140]

[0141]

[0142]

그리고 N_0 동안 수학적 식 35 내지 수학적 식 43을 반복하여 수행한다.

이와 같이 제2 실시 예도 WSUM TDA 모듈(210)과 MMSE 모듈(230)의 멀티 스테이지 형태를 통해 채널 추정을 하며, 특히 WSUM TDA 모듈(210)이 구한 채널 추정값을 디코딩하여 디코딩된 정보열을 생성하고 역행렬 연산을 수행하고 있음을 알 수 있다.

이와 같이 본 발명은 WSUM TDA 방법 및 MMSE 방법의 멀티 스테이지 형태를 구현하여 채널 추정을 하면서 MMSE 가중치를 계산하는 과정에서만 역행렬 연산을 1회 수행되게 함으로써, MMSE 기법을 적용할 때 발생하는 연산량을 감소시켜 채널 추정의 성능 향상을 도모하는 것임을 알 수 있다.

이러한 채널 추정성능의 향상된 예는 도 6 내지 도 15를 통해 확인할 수 있다.

이상과 같이 본 발명의 도시된 실시 예를 참고하여 설명하고 있으나, 이는 예시적인 것들에 불과하며, 본 발명이 속하는 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 본 발명의 요지 및 범위에 벗어나지 않으면서도 다양한 변형, 변경 및 균등한 타 실시 예들이 가능하다는 것을 명백하게 알 수 있을 것이다. 따라서 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 청구범위의 기술적인 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

부호의 설명

[0143]

- 110 : WSUM TDA 모듈
- 111: 초기 LS 추정부(Initial LS Estimation)
- 112: 제1 가중합부(Weighted Sum)(112)
- 113: 등화부(Equalization)
- 114: 데이터 파일럿 생성부(Constructing Data Pilot)
- 115: LS 추정부(LS Estimation)
- 116: 등화부/디매핑부(Equalization and Demapping)
- 117: 비교부(Comparison)
- 118: 제2 가중합부(Weighted Sum)
- 119: TDA(Time Domain Averaging)
- 120: MMSE 모듈
- 121: 자기 공분산 행렬부(Rh Averaging)
- 122: 매트릭스 생성부(Weight Matrix Generation)
- 123: 가산부
- 124: MMSE 등화부(MMSE Equalization)
- 125: 데이터 파일럿 생성부(Constructing Data Pilot)
- 126: LS 추정부(LS Estimation)
- 127: MMSE 등화부/디매핑부(MMSE Equalization and Demapping)
- 128: 비교부(Comparison)

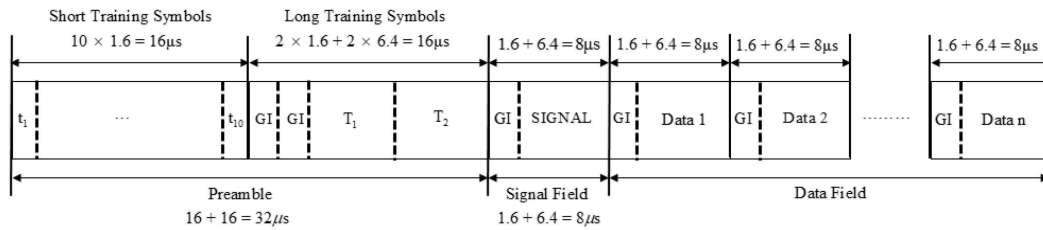
129: 가중합부(Weighted Sum)

130: TDA부(Time Domain Averaging)

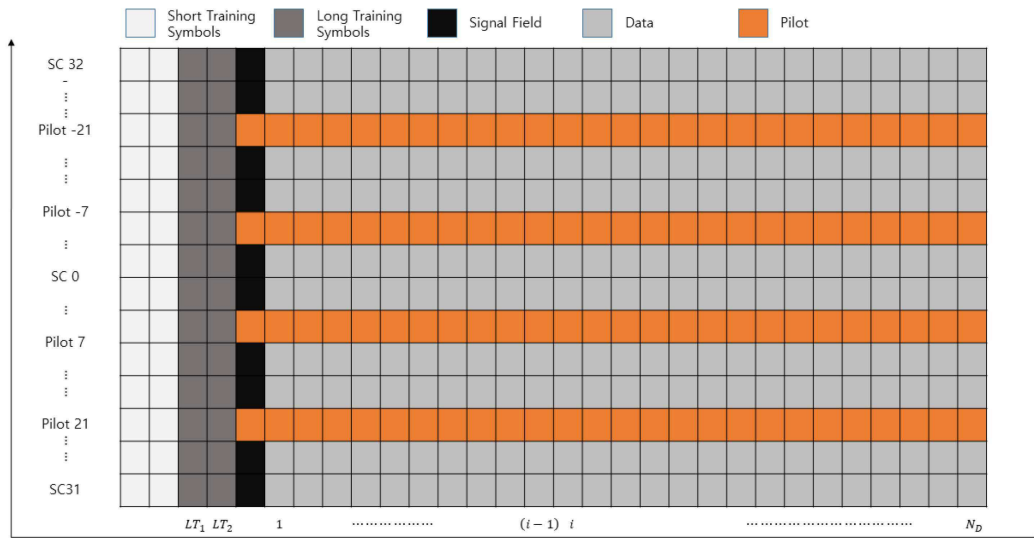
131: 채널 계수부(MMSE Estimated Channel Coefficient)

도면

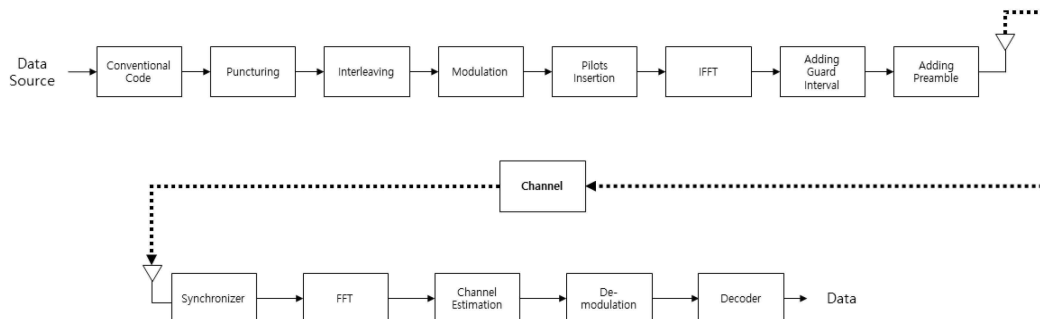
도면1



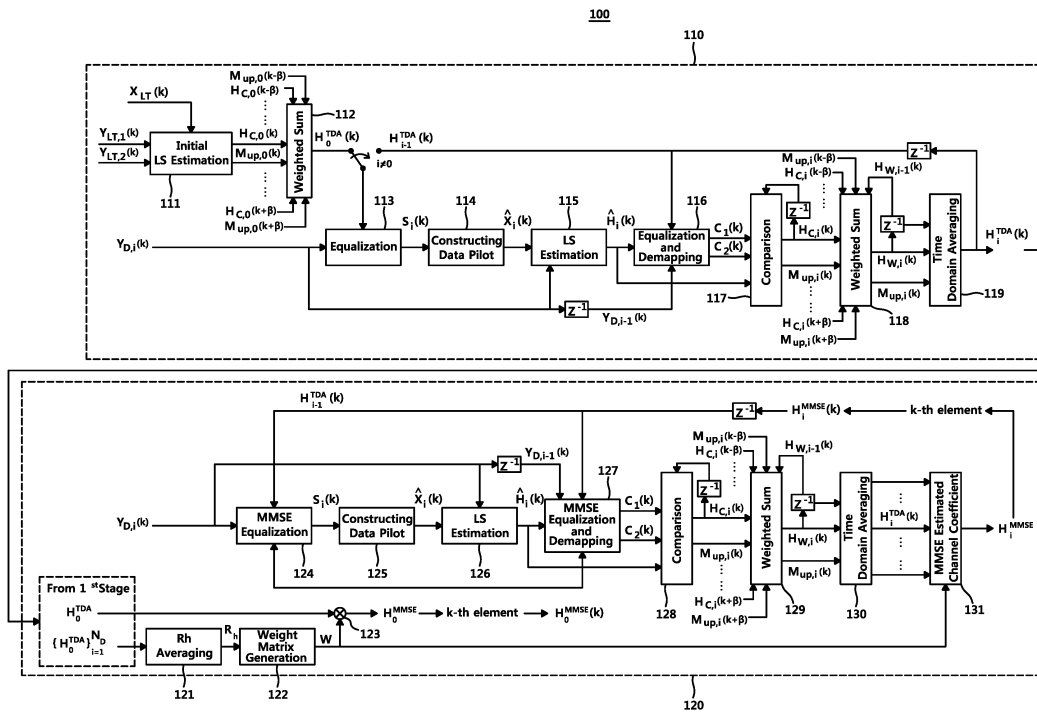
도면2



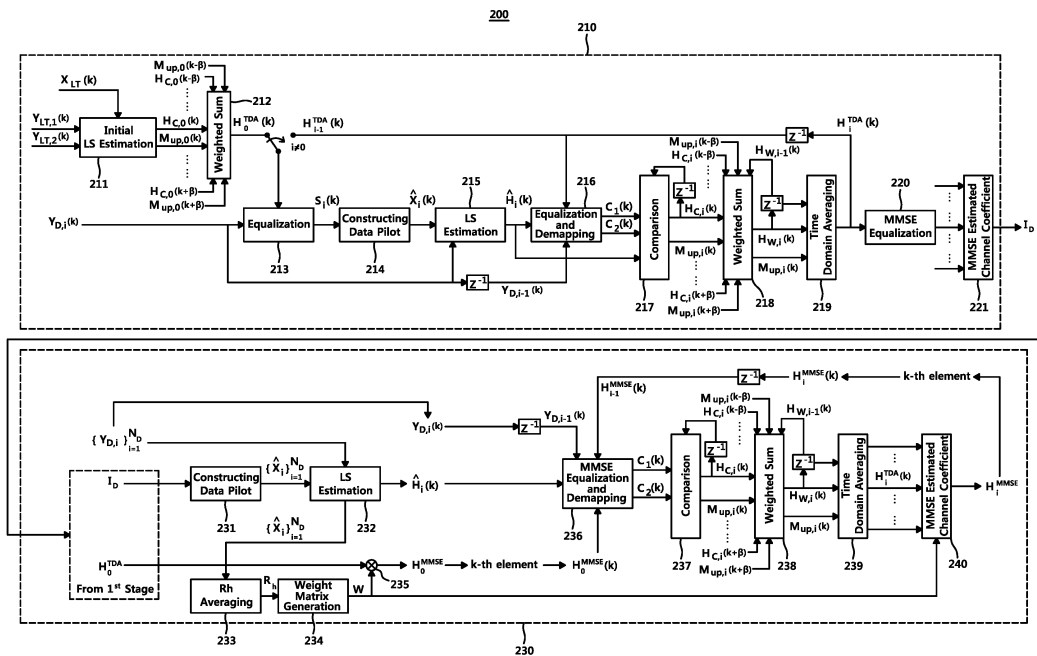
도면3



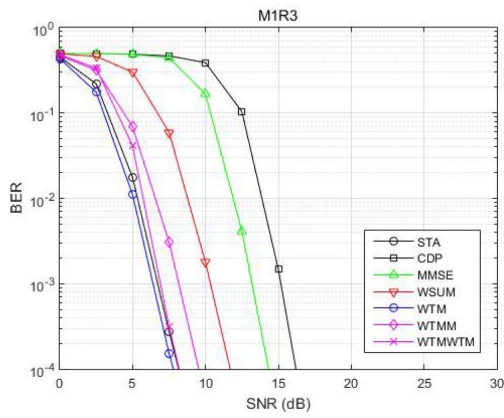
도면4



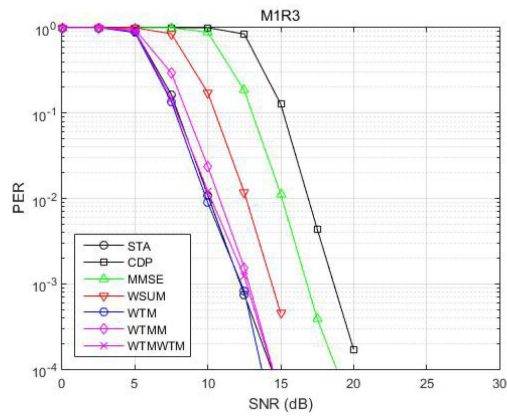
도면5



도면6

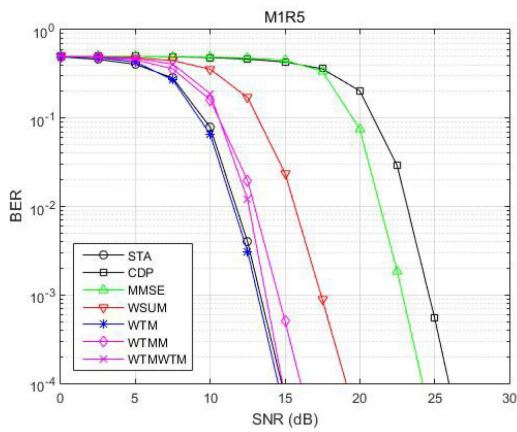


Rural LOS(144km/h), QPSK(1/2) BER

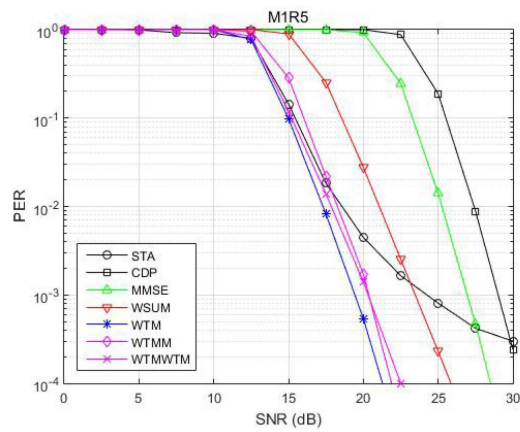


Rural LOS(144km/h), QPSK(1/2) PER

도면7

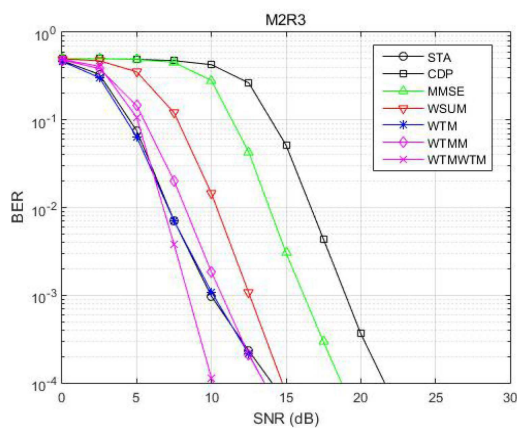


Rural LOS(144km/h), 16QAM(1/2) BER

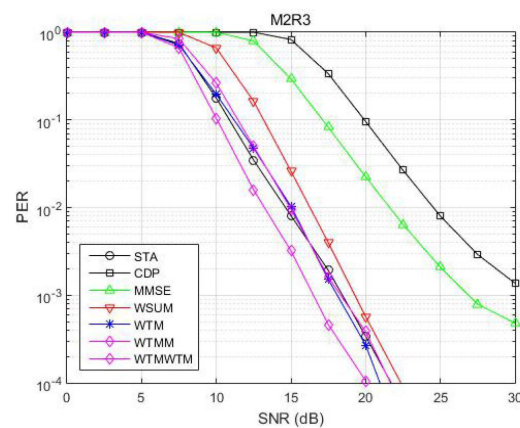


Rural LOS(144km/h), 16QAM(1/2) PER

도면8

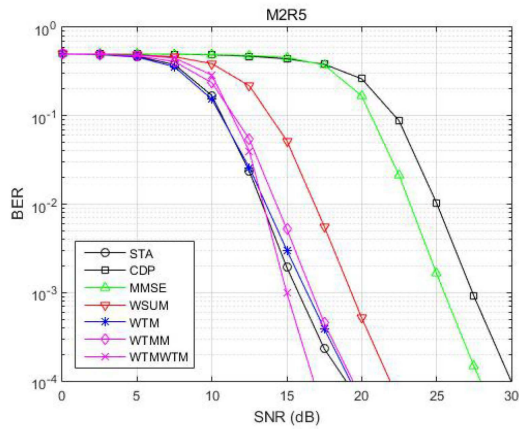


Urban Approaching LOS(119km/h), QPSK(1/2) BER

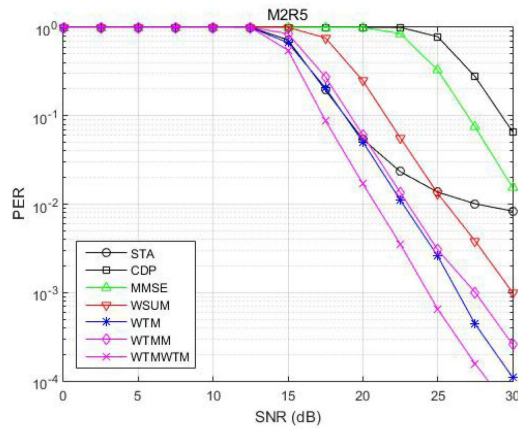


Urban Approaching LOS(119km/h), QPSK(1/2) PER

도면9

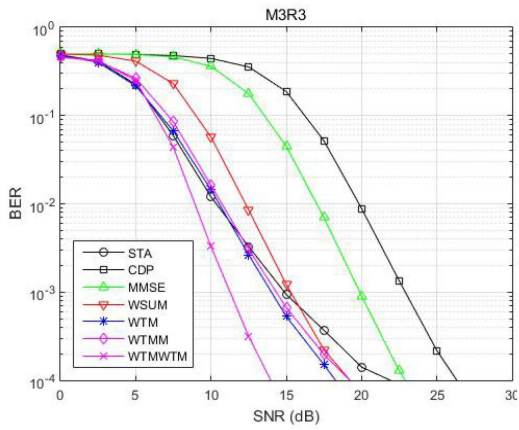


Urban Approaching LOS(119km/h), 16QAM(1/2) BER

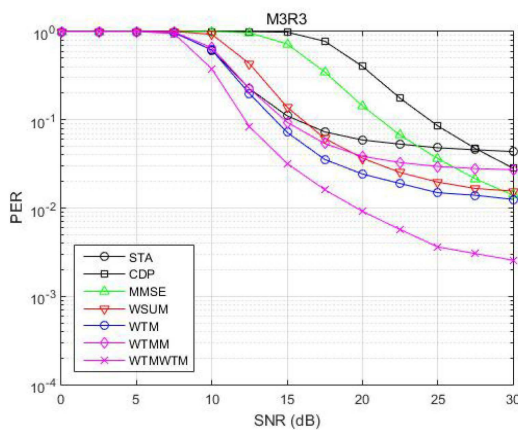


Urban Approaching LOS(119km/h), 16QAM(1/2) PER

도면10

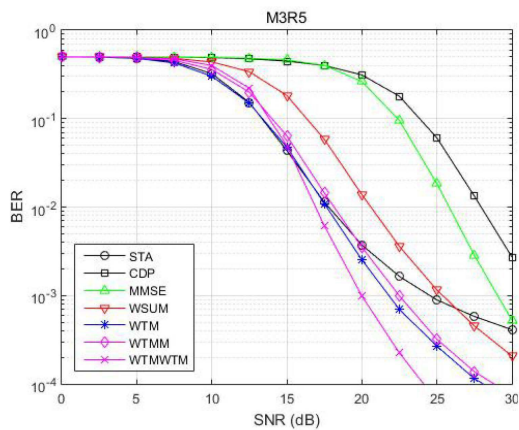


Street Crossing NLOS(126km/h), QPSK(1/2) BER

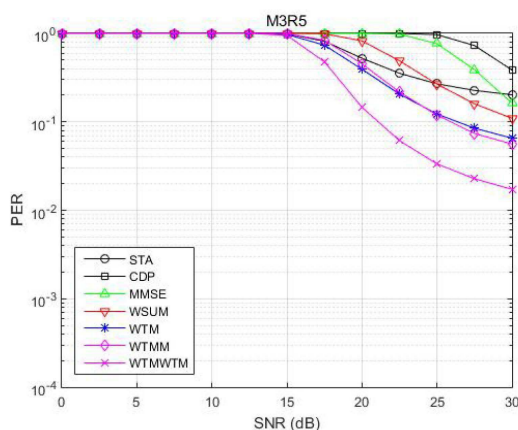


Street Crossing NLOS(126km/h), QPSK(1/2) PER

도면11

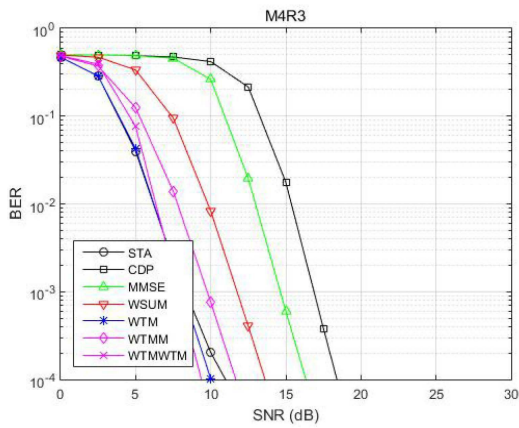


Street Crossing NLOS(126km/h), 16QAM(1/2) BER

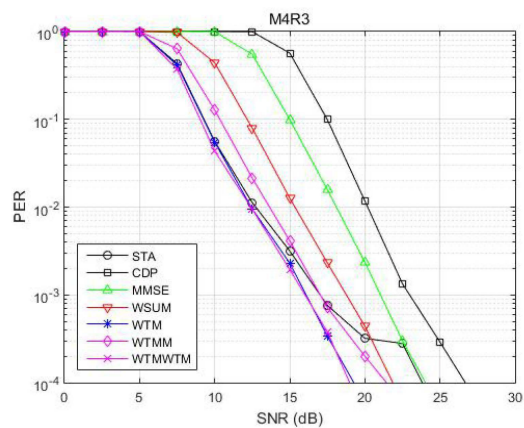


Street Crossing NLOS(126km/h), 16QAM(1/2) PER

도면12

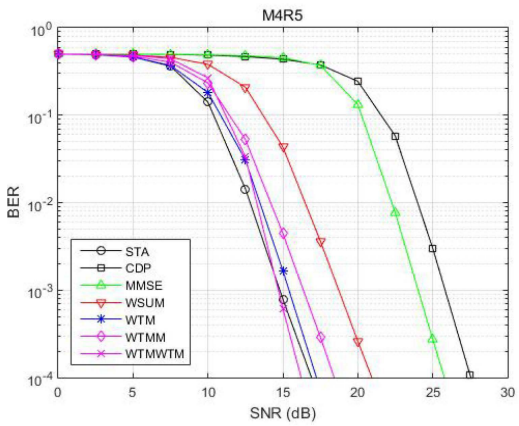


Highway LOS(252km/h), QPSK(1/2) BER

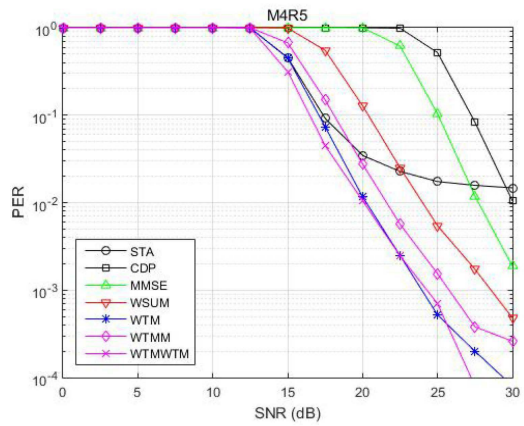


Highway LOS(252km/h), QPSK(1/2) PER

도면13

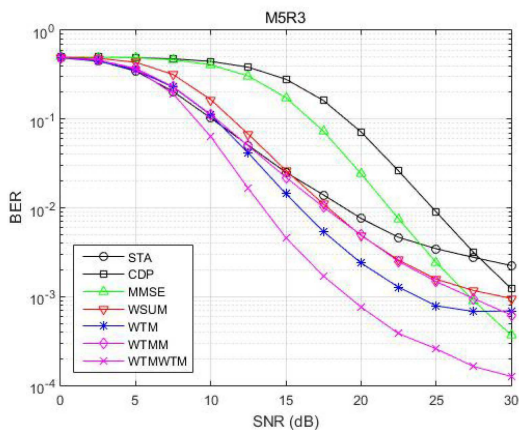


Highway LOS(252km/h), 16QAM(1/2) BER

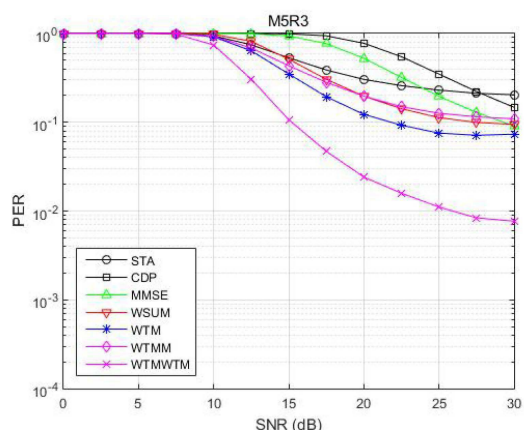


Highway LOS(252km/h), 16QAM(1/2) PER

도면14

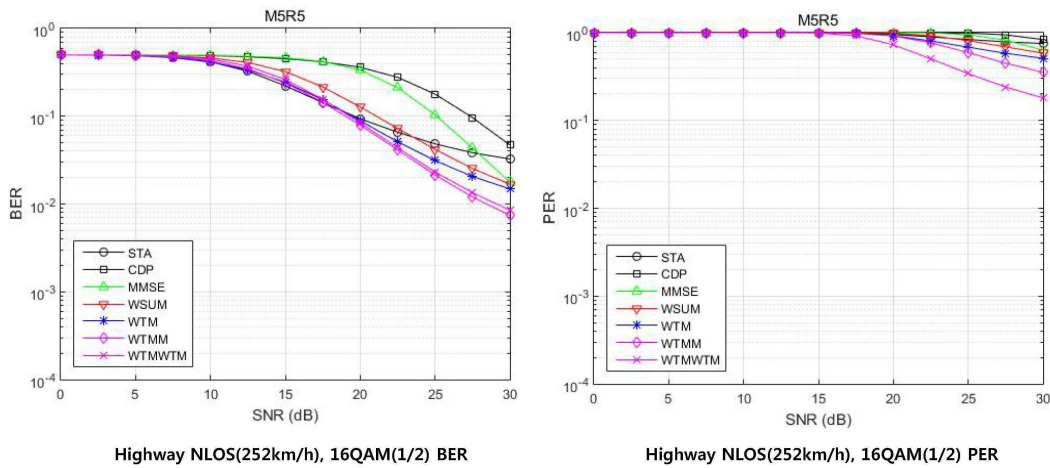


Highway NLOS(252km/h), QPSK(1/2) BER



Highway NLOS(252km/h), QPSK(1/2) PER

도면15



【심사관 직권보정사항】

【직권보정 1】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 6

【변경전】

제2항에 있어서,

상기 MMSE 모듈은,

상기 디코드 데이터 비트의 디코딩된 정보열을 이용하여 데이터 파일럿을 계산하는 데이터 파일럿 생성부 및 상기 데이터 파일럿을 이용하여 순시 채널 추정값을 계산하는 LS 추정부;

상기 순시 채널 추정값을 이용하여 자기 공분산 행렬을 구하는 자기 공분산 행렬부;

상기 자기 공분산 행렬을 이용하여 MMSE 가중치 매트릭스를 구하는 매트릭스 생성부;

채널 추정 벡터값과 상기 MSE 가중치 매트릭스를 가산하여 초기 MMSE 채널 추정 벡터값을 출력하는 가산부;

상기 순시 채널 추정값과, 상기 초기 MMSE 채널 추정 벡터값을 입력받고, 데이터파일럿 신호를 출력하는 MMSE 등화부 및 디맵핑부;

상기 데이터 파일럿 신호를 이용하여 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 결정 출력하는 비교부;

상기 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 이용하여 i번째 OFDM 심벌의 채널 추정값을 계산하는 가중합부;

상기 채널 추정값과 (i-1)번째 OFDM 심벌의 채널 추정값에 대해 시간 영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값을 계산하는 TDA부; 및

상기 채널 추정 벡터값과 MMSE 가중치를 사용하여 i번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값을 구하는 MMSE 채널 추정 벡터값 계산부를 포함하여 구성되는 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치.

【변경후】

제2항에 있어서,

상기 MMSE 모듈은,

상기 디코드 데이터 비트의 디코딩된 정보열을 이용하여 데이터 파일럿을 계산하는 데이터 파일럿 생성부 및 상기 데이터 파일럿을 이용하여 순시 채널 추정값을 계산하는 LS 추정부;

상기 순시 채널 추정값을 이용하여 자기 공분산 행렬을 구하는 자기 공분산 행렬부;

상기 자기 공분산 행렬을 이용하여 MMSE 가중치 매트릭스를 구하는 매트릭스 생성부;

채널 추정 벡터값과 상기 MMSE 가중치 매트릭스를 가산하여 초기 MMSE 채널 추정 벡터값을 출력하는 가산부;

상기 순시 채널 추정값과, 상기 초기 MMSE 채널 추정 벡터값을 입력받고, 데이터파일럿 신호를 출력하는 MMSE 등화부 및 디맵핑부;

상기 데이터 파일럿 신호를 이용하여 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 결정 출력하는 비교부;

상기 순시 채널 추정값과 업데이트 매트릭스 값을 이용하여 i 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값을 계산하는 가중합부;

상기 채널 추정값과 $(i-1)$ 번째 OFDM 심벌의 채널 추정값에 대해 시간 영역에서 선택적 평균을 수행하여 최종 채널 추정값을 계산하는 TDA부; 및

상기 채널 추정 벡터값과 MMSE 가중치를 사용하여 i 번째 OFDM 심벌의 MMSE 채널 추정 벡터값을 구하는 MMSE 채널 추정 벡터값 계산부를 포함하여 구성되는 OFDM 시스템에서의 멀티 스테이지 기반 MMSE 채널추정장치.